

Multi-address interference supression method based on CDMA system**Patent number:** CN1355627**Publication date:** 2002-06-26**Inventor:** JI XIANG (CN)**Applicant:** HUAWEI TECH CO LTD (CN)**Classification:****- International:** *H04B1/10; H04J13/02; H04B1/10; H04J13/02; (IPC1-7): H04J13/02; H04B1/10***- european:****Application number:** CN20000128132 20001127**Priority number(s):** CN20000128132 20001127**Also published as:**

CN1156107C (C)

Report a data error here**Abstract of CN1355627**

The present invention publicizes a multiple address interference suppression mother based on code division multiple address system which utilizes the matching filter to demoulate and despread each client information and to regenerate each spread spectrum modulation signal according to the information of each spread spectrum code machine series, signal amplitude, phase and delay, to detect out the signal of desired client by the matching filter at least after each regenerated spread spectrum modulation signal being processed with linear amplitude limit and weighting as well as the received signal being processed with weighting offset of multi-stage code chip grade. The method not only an carry out the limitation to the interference signal in bigger volume of sufficient statistics but also can be effectively utilized by the interference signal information in smaller volume of sufficient statistics with no error information accumulating for the performances to be more stable.

Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl⁷

H04J 13/02

H04B 1/10

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 00128132.1

[43]公开日 2002 年 6 月 26 日

[11]公开号 CN 1355627A

[22]申请日 2000.11.27 [21]申请号 00128132.1

[71]申请人 华为技术有限公司

地址 518057 广东省深圳市科技园科发路华为用
户服务中心大厦

[72]发明人 姬 翔

权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图页数 3 页

[54]发明名称 基于码分多址系统的多址干扰抑制方法

[57]摘要

本发明公开了一种基于码分多址系统的多址干扰抑制方法,该方法利用匹配滤波器解调解扩各用户信息,根据各扩频码序列,信号幅度,相位和延迟等信息,再生各扩频调制信号,经线性限幅和加权处理和接收信号作多级码片级加权对消处理,最后用匹配滤波器检测出期望用户的信号。该方法既能够对充分统计量较大干扰信号进行限制,又能够为充分统计量较小的干扰信号信息有效利用,误差信息没有积累,性能更稳定。检测器结构也较简单。

ISSN 1008-4274

知识产权出版社出版

权 利 要 求 书

- 1、一种基于码分多址系统的多址干扰抑制方法，其特征在于，该方法包括以下过程：接收机首先将高频信号变换成基带信号，然后，分离数据信息和同步控制参数信息，在提取信道参数之后，对各用户进行解扩和解调操作，在进行软判决限幅后，加权各用户的再生估计信号，将接收信号进行必要的延迟处理，对已加权的再生干扰信号进行一级多址干扰对消处理，即进行码片级加权对消处理，然后，判断干扰对消级数是否为零，若没有完成，则进入下一级干扰对消循环，若完成干扰对消，则通过解扩与解调和符号判决就检测出所期望用户数据符号。
- 2、根据权利要求1所述的基于码分多址系统的多址干扰抑制方法，其特征在于：所述加权各用户的再生估计信号，是对所有用户前一级检测估计信号再生后的加权，包括期望用户信号和干扰用户信号，接收信号不加权，其加权值根据系统扩频因子、用户数和信噪比等参数来确定，通常为不大于1的正数。
- 3、根据权利要求1所述的基于码分多址系统的多址干扰抑制方法，其特征在于：所述进行一级多址干扰对消处理，是在延迟后的接收信号减去加权后的所有用户再生前级估计信号的残差信号，加上期望检测用户的加权估计再生信号后，再进行该信号的检测。
- 4、根据权利要求1所述的基于码分多址系统的多址干扰抑制方法，其特征在于，所述软判决限幅处理操作的方法为：

$$\tilde{b}_k(\lambda) = \begin{cases} -x_1 & z_{k,l}^{(s)} \leq -\lambda \\ f(z_{k,l}^{(s)}) & -\lambda \leq z_{k,l}^{(s)} \leq \lambda \\ x_2 & z_{k,l}^{(s)} \geq \lambda \end{cases}$$

其中 $\tilde{b}_k(\lambda)$ 为线性软判决限幅器的输出； $f(z_k^{(s)})$ 是单调上升线性函数； $z_{k,l}^{(s)}$ 是第 s 级第 k 用户第 l 时刻对应相关器输出的充分统计量； $x_1 > 0$ ， $x_2 > 0$ 分别表示为上、下限幅值； λ 为充分统计量的限幅范围。

5、根据权利要求4所述的基于码分多址系统的多址干扰抑制方法，其特征在于：充分统计量的限幅范围 λ 根据系统用户数和信噪比来确定，为不小于0的正数。



说 明 书

基于码分多址系统的多址干扰抑制方法

本发明涉及通信系统干扰抑制技术，尤其CDMA（码分多址）移动通信系统的多址干扰的抑制方法。

目前，在CDMA移动通信系统中，处于同一基站控制下的不同移动用户由于传输信道的不同，各用户信号之间无法保证其正交性，基站接收机接收到的各用户信号会存在多址干扰。多址干扰使系统容量和信号检测性能有所降低，直接制约CDMA系统的性能。为了抑制多址干扰，改善CDMA系统这一状况，曾经有很多人提出过抑制多址干扰的方法，例如文献“CDMA系统中改进的并行干扰抑制方法”（Dariush Divsalar, M.K. Simon “Improved parallel interference cancellation for CDMA” IEEE Trans. Comm vol. 46, No. 2, Feb. 1998）中提到的并行干扰抑制方法，这种方法对干扰用户采用硬判决检测信号，对期望用户检测信号采用软判决，对两者加不同的权值，同时，对总的接收信号也进行了加权。这种方法是采用期望用户信号前一级的软判决信号，加上前一级加对期望用户的残差信号加权后的值作为本级充分统计量。这个残差信号是由总接收信号减去再生后期望用户信号与其干扰用户信号之和得到的。由于该方法对接收信号进行了加权和对迭加的期望用户再生估计信号不加权，以及不同干扰用户信号性能估计不一致，使期望用户性能在误码率检测方面并不十分有利。同时，该检测器结构比较复杂，使实现该方法的计算量较大。因此，该并行

干扰抑制方法在复杂度和误码率方面没有达到较理想性能。

针对上述现有技术存在的问题，本发明的目的是提供一种复杂度较低、性能较好的基于码分多址系统的多址干扰抑制方法。

为达到上述目的，本发明采用的技术方案是：一种基于码分多址系统的多址干扰抑制方法，该方法包括以下过程：接收机首先将高频信号转换成基带信号，然后，分离数据信息和同步控制参数信息，在提取信道参数之后，对各用户进行解扩和解调操作，在进行软判决限幅后，再生出加权后所有用户的估计信号，将接收信号进行必要的延迟处理，对已加权的再生干扰信号进行一级多址干扰对消处理，即进行码片级加权对消处理，然后，判断干扰对消级数是否为零，若没有完成，则进入下一级干扰对消循环，若完成干扰对消，则通过解扩与解调和符号判决就检测出所期望用户数据符号。

上面所述加权各用户的再生估计信号，是对所有用户前一级检测估计信号再生后的加权，包括期望用户信号和干扰用户信号，接收信号不加权，其加权值根据系统扩频因子、用户数和信噪比等参数来确定，通常为不大于1的正数。

上面所述进行一级多址干扰对消处理，是延迟后的接收信号减去加权后的所有用户再生前级估计信号的残差信号，加上期望检测用户的加权估计再生信号后，再进行该信号的检测。

上面所述软判决限幅处理操作方法为：

$$\tilde{b}_k(\lambda) = \begin{cases} -x_1 & z_{k,l}^{(s)} \leq -\lambda \\ f(z_{k,l}^{(s)}) & -\lambda \leq z_{k,l}^{(s)} \leq \lambda \\ x_2 & z_{k,l}^{(s)} \geq \lambda \end{cases}$$

其中 $\tilde{b}_k(\lambda)$ 为线性软判决限幅器的输出； $f(z_k^{(s)})$ 是单调上升线性函数； $z_{k,l}^{(s)}$ 是第 k 级第 l 用户第 s 时刻对应相关器输出的充分统计量； $x > 0$ ， $x_2 > 0$ 分别表示为上、下限幅值； λ 为充分统计量的限幅范围。

由于实际中用匹配滤波器检测出期望用户的信号，而匹配滤波器输出端的符号判决方式对系统性能影响较大，若采用硬判决，判决器输入端充分统计量较大时，表明待检测用户对干扰信号消除有利，其信号检测会较好。而当充分统计量较小时，待检测用户对干扰用户信号消除会不利，期望用户信号检测会较差。若采用软判决方法情况又相反。所以，本发明提出结合软、硬判决优点的线性限幅处理方法，既能够对充分统计量较大干扰信号进行限制，又能够为充分统计量较小的干扰信号信息有效利用。同时，由于采用码片级的信号对消，使误差信息没有积累，而且在并行干扰对消时，本发明又采用了接收信号减去前级加权后所有用户再生估计信号，再加上已加权的期望用户扩频调制再生估计信号的干扰对消方式，使接收机结构得到了简化，因此，本发明误码率和复杂度较低，并且检测器性能稳定。

下面结合附图和实施例对本发明作进一步详细的描述。

图1是本发明方法的处理流程图；

图2是本发明方法对应的多址干扰抑制器整体结构图；

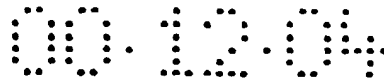


图3是本发明与匹配滤波器、硬判决并行干扰抑制、软判决并行干扰抑制仿真性能比较图。

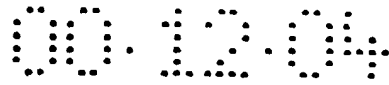
首先结合DS-CDMA系统（直接序列扩频码分多址通信系统）对本发明进行阐述。在DS-CDMA系统中，各用户信源数据经过二元移相键控(BPSK)调制后，得到数据流 b_k 。再将它们与各自的扩频序列 $c(n)$ 相乘并相加，然后，将基带信号变换到高频，并用天线将信号发射出去；在接收端，首先，将经过无线移动信道传播的高频信号用接收天线检测，再把这些信号变换成基带信号，然后用基带接收机对期望接收的信号解扩和解调，最后得到所需要的用户信息。

对于DS-CDMA移动通信系统，接收机输入端的信号为：

$$r(t) = \sum_{k=1}^K b_k \sqrt{2P_k} c_k(t - \tau_k) \cos(\omega_k t + \varphi_k) \psi_T(t - iT - \tau_k) + n(t)$$

这里 T 是一个符号周期， i 表示发射的第 i 个符号。其中 $\omega_k, \varphi_k, \tau_k$ 分别表示第 k 用户的载波角频率，相位和延迟； $c_k(t)$ 是其扩频信号。 $\psi_T(t)$ 是基带信号波形。 $n(t)$ 是均值为零，方差为 σ^2 的白高斯过程。

通常，对期望用户信号检测方法和符号判决是评价一个方法优劣的关键。若采用传统的接收机-匹配滤波器，可以通过相干检测方法，在解调和解扩之后得到各用户的充分统计量。再经过硬判决器得到该用户的数据符号。各用户的信号统计量是由三部分组成，即用户信号、多址干扰信号和噪声，若用户信号与干扰信号的符号一致，充分统计量绝对值会较大。采用软判决方法，该用户信号会较强，这样，会对后面的干扰对消不利。因



此，此时采用硬判决方法较好。若用户信号与干扰信号的符号不同，充分统计量绝对值会较小，如采用硬判决方法，该用户信号判决的可靠度相对较差，同样会对后面的干扰对消不利。因此，此时采用软判决方法较好。

多级并行干扰抑制技术，是对前级检测信号扩频再生，干扰消除后继续进行期望用户检测。前级的数据符号判决会和再生信号的加权值，都会对后级数据检测产生较大的影响。基于上述原因，本发明提出线性限幅判决和加权优化处理，可以兼顾不同强度的充分统计量和有效消除估计偏移量。从而，提高并行干扰抑制方法的检测性能。对于受噪声和干扰影响的信号，期望用户信号样点接近零点的检测性能有所改善。在信号抽样点远离判决零点的个用户抽样点，又采用限幅器加以限制，从而减少了判决统计量过强所带来的用户之间干扰。对于前级的有偏估计又可通过加权法加以抑制；码片级的对消使误差没有积累；这些都使系统的检测性能得到有效的保证。

本发明的思想为：在接收端，先利用匹配滤波器解调解扩各用户信息。根据各扩频码机序列，信号幅度，相位和延迟等信息，再生各扩频调制信号，经线性限幅和加权处理后，用接收信号减去加权后的全部用户的再生估计信号，加上期望接收用户的加权再生估计信号，最后，用匹配滤波器检测出期望用户的信号。具体说，本发明的方法通过以下过程实现，参考图1。接收机首先将高频信号变换成基带信号1，然后，分离数据信息2和同步控制参数信息3，在提取信道参数4之后，对各用户进行解扩和解调操作5，在进行软判决限幅6后，加权各用户的再生估计信号8，将接收

信号进行必要的延迟处理7，减去前一级所有再生估计信号，加上已加权的前一级期望用户再生估计信号；完成一级多址干扰对消处理9，即进行码片级加权对消处理，然后，判断干扰对消级数是否为零10，若没有完成，则进入下一级干扰对消循环，若完成干扰对消，则通过解扩与解调11和符号判决12就检测出所期望用户数据符号。

在上述过程中，所述加权各用户的再生估计信号，是对所有用户前一级检测估计信号再生后的加权，包括期望用户信号和干扰用户信号，接收信号不加权，其加权值根据系统扩频因子、用户数和信噪比等参数来确定，通常为不大于1的正数。所述进行一级多址干扰对消处理，是在延迟后的接收信号减去加权后的所有用户再生前级估计信号的残差信号，加上期望检测用户的加权估计再生信号后，再进行该信号的检测。

$$\tilde{b}_k(\lambda) = \begin{cases} -x_1 & z_{k,l}^{(g)} \leq -\lambda \\ f(z_{k,l}^{(g)}) & -\lambda \leq z_{k,l}^{(g)} \leq \lambda \\ x_2 & z_{k,l}^{(g)} \geq \lambda \end{cases}$$

其中 $\tilde{b}_k(\lambda)$ 为线性软判决限幅器的输出； $f(z_{k,l}^{(g)})$ 是单调上升线性函数； $z_{k,l}^{(g)}$ 是第 g 级第 k 用户第 l 时刻对应相关器输出的充分统计量； $x > 0$ ， $x_2 > 0$ 分别表示为上、下限幅值； λ 为充分统计量的限幅范围。该 λ 的值根据系统用户数和信噪比来确定，为大于0的正数。

能完成本发明的多址干扰抑制器整体结构图如图2所示。在图2中，匹配滤波器（MF）1是传统解调解扩检测器；线性限幅2是对充分估计量采用线性软判决限幅处理；再生加权3对检测信号进行加权、调制和扩频处理；延迟器4是为了使接收信号与前级已加权的再生估计信号在时间上

对齐；抵消器 5 和相加器 6 是为提取期望用户信号所采用的干扰抑制装置。其后的并行干扰抑制器 7 (OPIC I) 是对多级多用户同时进行信号检测，软判决限幅，加权再生，干扰相消等过程的集成处理装置。并行干扰抑制器 8、9 (OPIC II, OPIC III) 是多级并行干扰抑制装置。图 2 中显示 3 级并行干扰抑制装置，在实际中随级数增加检测性能随之提高。

对于上述多级并行干扰抑制装置，第 s 级的检测性能依赖于第 $s-1$ 级的检测性能，并且随着级数的增加，检测器的性能会不断提高。对于经过 $s > 0$ 级的第 k 个用户的估计信号为：

$$\hat{z}_k^{(s)}(t) = \sum_{i=1}^N w_k \tilde{b}_k \sqrt{2\tilde{P}_k} c_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \varphi_k) \psi_T(t - iT - \tau_k)$$

其中 \tilde{P}_k 是第 k 个用户信号功率的估计值，它可以单独估计；也可以从充分统计量中得到， w_k 表示对第用户的加权值，权值取值一般在 0 和 1 之间，它可根据系统信噪比，小区用户数和各用户信号与估计信号的误差量来确定。并且随级数增加其值会不断增大。充分统计量 $z_k^{(s)}$ 和再生扩频调制信号是更关注的信息。通过从接收信号中减去各用户的再生干扰信号之和，就可以得到关于第 k 个用户第 i 时刻的新的接收信号：

$$\begin{aligned} \hat{r}_k^{(s)}(t) &= r(t) - \sum_{j=1}^K w_k \hat{z}_j^{(s)}(t) + w_k \hat{z}_k^{(s)} \\ &= n(t) + \sqrt{2P_k} b_{k,i} c_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \varphi_k) + \sum_{j=1}^K (s_j(t - \tau_j) - w_k \hat{z}_j^{(s)}(t - \tau_j)) \end{aligned}$$

当 $s = 0$ 时， $\hat{z}_k^{(0)}(t) = 0$ ， $k = 1, 2, \dots, K$ 。第 k 个用户在第 i 位第 s 级的充分统计量在经过 $s-1$ 级的干扰抵消后为：

$$Z_{k,i}^{(s)} = \int_{T_{k,i}}^{T_{k,i}+T} \hat{r}_k^{(s-1)}(t) c_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \varphi_k) dt$$

其中为 $\hat{r}^{(s-1)}$ 估计信号再生。在这里，为了克服多级并行干扰抑制检测器的充分统计量的有偏性，本发明首先对统计量进行线性软判决，软判决能够使弱信号得到更准确的判决，再对其输出信号进行限幅和加权处理。限幅是对强干扰信号进行有效抑制。加权是充分统计量的有偏估计的有效抑制。同时，为了能够减小统计量绝对值较大时对信号检测带来的不利影响，本发明对加权后的统计量进行了限幅处理，使得干扰抑制检测装置的性能保持稳定。

本发明用于CDMA 通信系统的基站接收机，可有效地抑制各用户间的多址干扰，能够得到较好的检测性能，提高了系统的用户容量。通过本发明方法的方法和传统接收机，即匹配滤波器MF，硬判决并行干扰抑制和软判决并行干扰抑制方法在扩频因子16、系统用户数为16、扩频序列采用正交可变扩频序列的异步CDMA系统环境下，进行高斯信道下各方法的仿真测试及性能比较，结果如图3所示，图中实线表示本发明的检测性能，

‘+’表示匹配滤波器的检测性能，‘o’表示软判决并行干扰抑制的检测性能，‘*’表示硬判决并行干扰抑制的检测性能。从图3可观察到本发明的检测性能最佳，硬判决并行干扰抑制的性能次之，随后的是软判决并行干扰抑制，匹配滤波器性能最差。这个仿真测试表明，本发明采用方法的误码检测性能优于一般普通的并行干扰抑制方法。

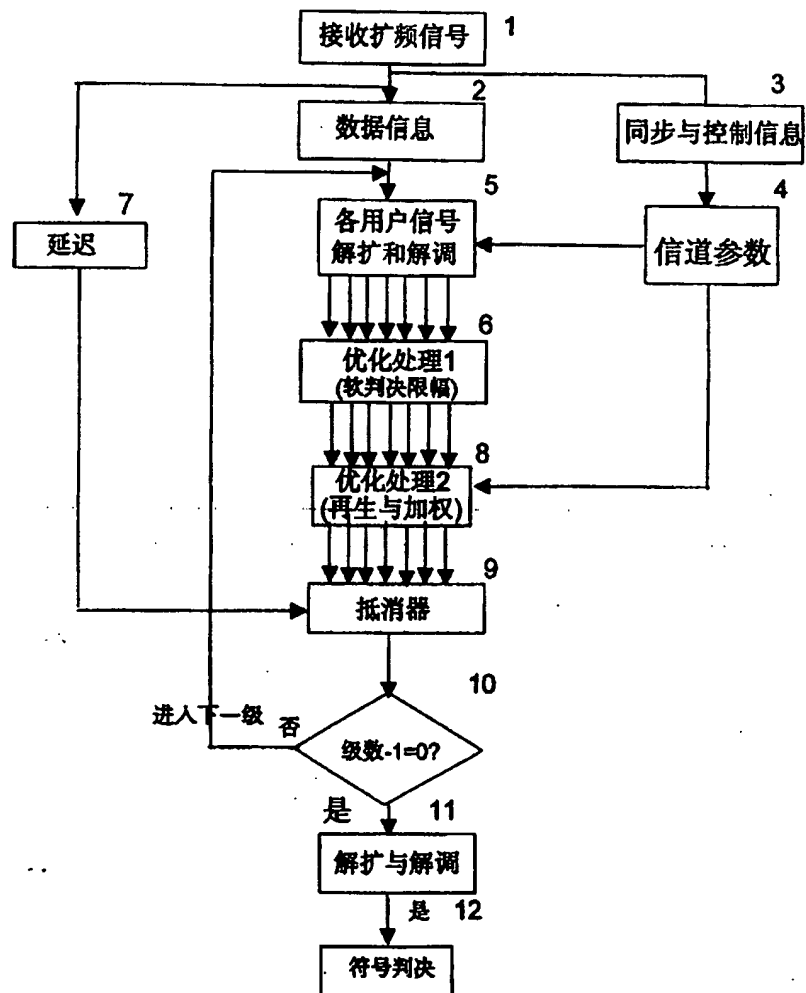


图 1

00.12.04

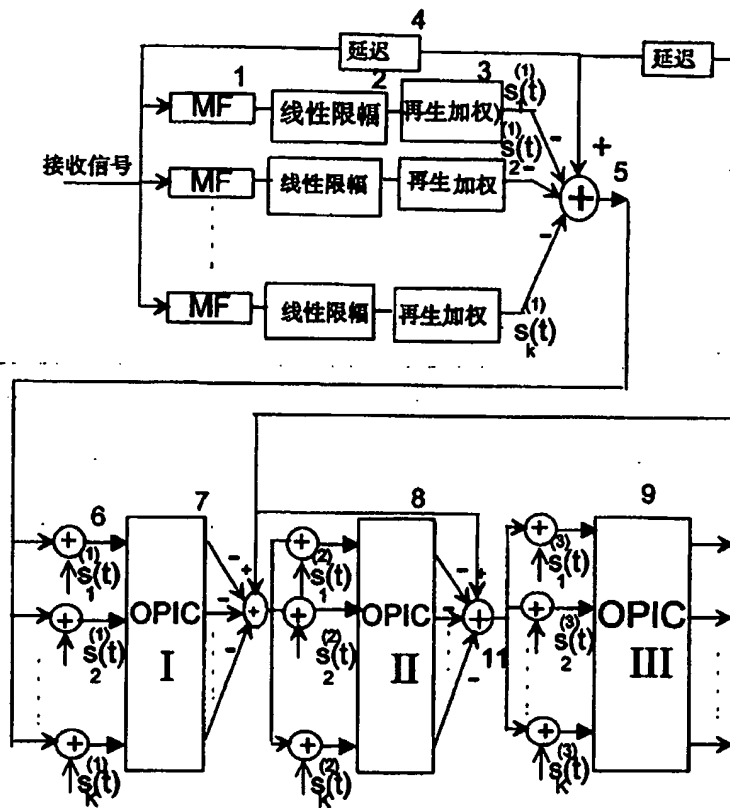


图 2

00.12.04

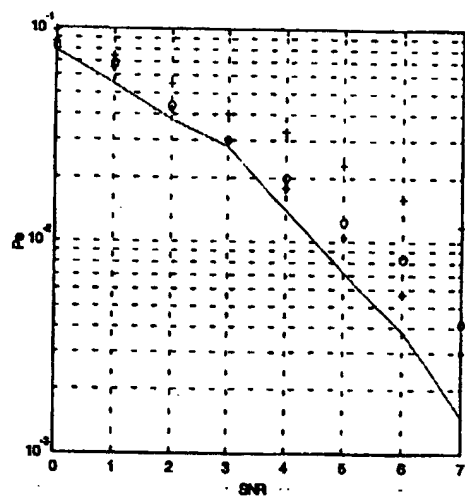


图 3